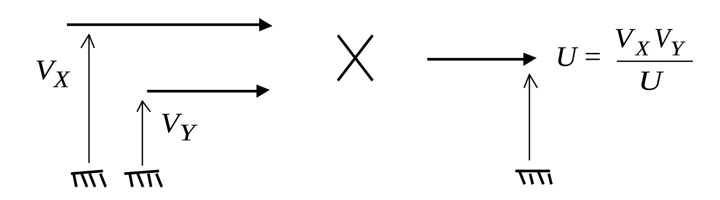
Manipulation n° 3. Circuit intégrés de multiplication

3.1. Circuits intégrés de multiplication analogique à quatre quadrants à transistors bipolaires

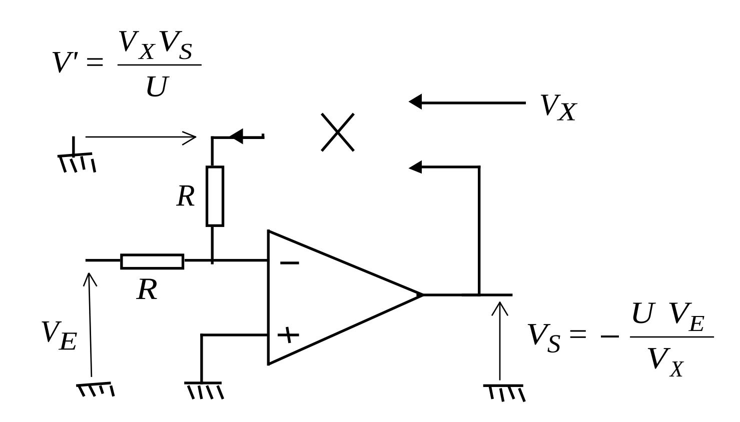
La caractéristique exponentielle des transistors bipolaires montés en paires différentielle est exploitée pour réaliser des multiplieurs en circuit intégré.

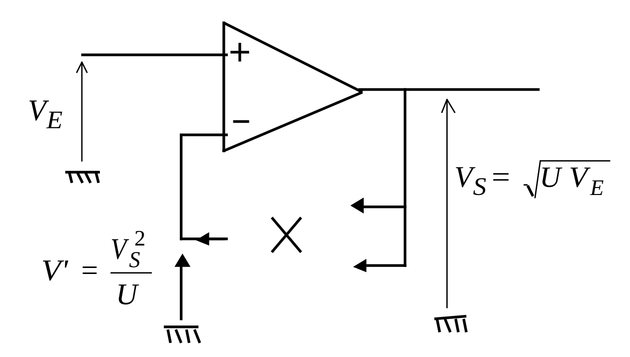
On peut ainsi effectuer diverses opérations sur les tensions à partir de la fonction de multiplication $\frac{V_X V_Y}{U}$ où U est une tension constante caractéristique du circuit utilisé.



L'opération de multiplication des signaux suivie par un filtrage passe-bande est la base de tous les récepteurs de signaux (Radio, TV, etc.) à changement de fréquence : si V_X et V_Y sont sinusoïdaux à fréquences respectives f_X et f_Y , la sortie U comporte les fréquences $|f_X \pm f_Y|$ dans le domaine des fréquences positives.

On peut également réaliser les fonctions élévation au carré (avec $V_X = V_Y$), racine carrée et division grâce à la rétroaction négative :





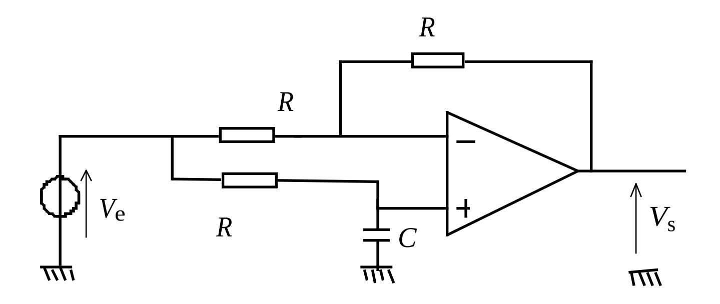
Ces circuits associés à des filtres permettent par exemple d'élaborer des tensions proportionnelles à des puissances actives et au cosinus du déphasage entre 2 signaux sinusoïdaux.

3.2. Préparation

1) Le circuit utilisé est un AD734 dont le schéma de principe est le suivant et qui comporte en plus du multiplieur un amplificateur opérationnel intégré nommé WIF sur le schéma ci-dessous :

Déterminer la relation liant W à $(X_1 - X_2)$, $(Y_1 - Y_2)$, $(Z_1 - Z_2)$ et U sans tenir compte de la liaison W = Z_1. Si maintenant on fait les liaisons Z_2 à la masse et W = Z_1 , et si le gain de l'amplificateur WIF est assez grand, on peut supposer que le signal d'entrée de WIF est nul. En déduire la nouvelle relation entre W et les signaux d'entrée $(X_1 - X_2)$, $(Y_1 - Y_2)$ et U.

2) Déterminer la fonction de transfert du montage ("passe-tout") ci-dessous en supposant l'amplificateur opérationnel parfait (on pourra appliquer le théorème de superposition après détermination de V_s pour V_e appliquée séparément aux bornes gauches des 2 résistances R connectées à V_e) :



Entre quelles valeurs le module et l'argument de la fonction de transfert varient-ils lorsque la pulsation varie de valeurs << $(RC)^{-1}$ à des valeurs >> $(RC)^{-1}$? Quel est le rôle de ce filtre ?

3.3. Mesures

Matériel : 2 générateurs de signaux + fréquencemètre ; oscilloscope + sondes ; alimentation 5V, ±15V (ou à défaut alimentation variable double) ; circuit multiplieur AD734 + AOP type TL081 ou équivalent ; plaquette d'essai.

3.3.1. Multiplication de signaux et élévation au carré d'un signal

Le circuit de base est le suivant (on peut se passer des capacités de filtrage de 0,1 µF) :

Les entrées X_2, Y_2, Z_2 sont mises à la masse ainsi que les pattes 3, 4, 5. Faire la connexion W = Z_1. Les 2 masses du schéma sont réunies. Régler d'abord les alimentations continues à ±15 V s'il s'agit d'alimentation réglables avant de les connecter sur le circuit. Les arrêter, faire les connexions puis mettre sous tension.

Attention à ne pas dépasser ±15 V entre les pattes 14 et 8 et sur les entrées ou à inverser la polarité sous peine de destruction du composant (dont le prix à l'unité est de 40 euros).

Mettre également le zéro de l'alimentation continue ±15 V à la masse du montage. Régler l'amplitude des 2 générateurs à quelques volts.

a) Observer le signal W à la sortie du multiplieur en fonction du temps lorsque les signaux sont sinusoïdaux ou triangulaires sur X_1 et Y_1, de fréquences f_X et f_Y . Des fréquences de quelques dizaines de Hz à quelques centaines de kHz peuvent être utilisées. On observera le cas où les fréquences f_X et f_Y différent d'environ 5% puis le cas où l'une est beaucoupe plus faible (environ 5%) que l'autre. Passer ensuite l'oscilloscope en mode XY avec les tensions X_1 et Y_1 successivement sur l'entrée X. Rechercher éventuellement les fréquences qui minimisent les déphasages. Interpréter.

b) Avec X_1 ou Y_1 en signal carré symétrique (corriger éventuellement le 0 du générateur avec le réglage d'offset), mesurer son amplitude crête (attention au réglage de la sonde d'oscilloscope). Observer ensuite W en fonction de l'autre tension en mode XY et mesurer les pentes. Faire 3 mesures de ce type pour plusieurs amplitude du signal carré et en déduire la constante U (en volt) du multiplieur dans l'expression $W = \frac{X_1 Y_1}{U}$.

c) Imposer des tensions X_1 et Y_1 sinusoïdales de fréquences f_X et f_Y de 100 kHz à 1 MHz. Observer ensuite le spectre de W à l'aide de la fonction mathématique FFT de l'oscilloscope (voir le mode d'emploi en annexe du TP), avec la loupe $\times 10$. Mesurer la fréquence des 2 pics principaux (f_1 et f_2) en variant f_X puis f_Y. En déduire les relations existant entre f_1 et f_2 vis à vis de f_X et f_Y .

d) Réaliser la fonction élévation au carré en faisant $X_1 = Y_1$ avec un seul générateur en régime sinusoïdal. Observer la réponse en mode XY. De quelle courbe s'agit-il ? Observer le spectre et en déduire la relation entre la fréquence de X_1 et celle de la sortie W dans ce cas.

3.3.2. Fonction racine carrée

Cabler la fonction racine carrée comme sur le schéma suivant, en mettant $S = X_1 = Y_1 = 0$, c'est à dire à la masse et également $Z_1 = 0$:

Observer la courbe de réponse en mode XY pour une tension d'entrée triangulaire sur Z_2. Conclusion ?

3.3.3. Application de la fonction multiplieur

Revenir au schéma du multiplieur. Monter un filtre passe-tout comme étudié en préparation avec R = 10 kΩ et C = 2,2 nF. Appliquer une tension sinusoïdale sur le filtre, sur l'entrée X_1 du multiplieur et la tension de sortie du filtre sur l'entrée Y_1. Observer ces tensions lorsque la fréquence varie de qq. 100 Hz à 50 kHz. Placer ensuite un filtre passe-bas R' = 100 kΩ, C' = 0,1 µF à la sortie du multiplieur, mesurer et tracer la valeur moyenne du signal à la sortie de ce filtre passe-bas en fonction du déphasage entre X_1 et Y_1, qui varie en fonction de la fréquence. Quel rôle peut avoir ce montage pour un signal dont la fréquence est modulée autour de $1/2\pi RC$?

UTILISATION DE LA FFT DE L'OSCILLOSCOPE TDS 210 OU 220

- Régler la base de temps pour faire apparaître un nombre de périodes du signal CH1 (ou CH2) sur l'oscilloscope de 5 à 15.

- **MATH → FFT CH1 (ou CH2)** avec affichage de :

  - en haut de l'écran : fréquence au centre de l'écran
  - en bas de l'écran de gauche à droite :
    * sensibilité verticale fixe = 10 dB/cm
    * sensibilité horizontale en Hz, kHz ou MHz/cm
    * fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope
    * type de fenêtre

- **Fenêtre (Window)** :
  * **Flatop** pour mesurer les amplitudes des raies
  * **Hanning** pour mesurer les fréquences des raies
  * **Rectangular** (= pas de fenêtre) à éviter pour les signaux répétitifs

- **FFT Zoom** : **× 5 ou × 10** à utiliser systématiquement de préférence à le diminution de la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope (c'est dire aussi la vitesse de base de temps) et régler la "POSITION HORIZONTALE" pour visualiser la partie intéressante du spectre.

- **Curseurs → Source = MATH** puis **Amplitude (Magnitude)** ou **Fréquence (Frequency)** à utiliser systématiquement pour les mesures d'amplitude relative (en dB) et fréquence des raies ; position à ajuster avec les réglages de position verticale des canaux 1 et 2 ; utiliser la case **delta** pour lire la différence.

- Retour au balayage temporel par la base de temps : appuyer 1 ou 2 fois sur CH1 (ou CH2).

Manipulation n° 4. Conversions numérique-analogique et analogique-numérique

Introduction

L’objectif de cette séance est de vous familiariser avec deux éléments de base que l’on retrouve dans nombre de systèmes électriques évolués :

le Convertisseur Numérique Analogique (CNA)

le Convertisseur Analogique Numérique (CAN)

Ces éléments sont des interfaces nécessaires dès que l’on choisit de traiter une grandeur physique continue (information issue de capteurs ou commande d’actionneur) par un organe de calcul puissant (microprocesseur ou microcontrôleur).

Le module mis à votre disposition va vous permettre de déterminer les caractéristiques statiques et dynamiques de deux convertisseur classiques. Voici son schéma de principe simplifié (pour plus de détails, le plan de la maquette est fourni en annexe).

Précautions et Remarques

Le CAN et le CNA que vous allez utiliser ont besoin d'une tension de référence qui leur permet d'établir l'échelle de correspondance entre la grandeur numérique (un nombre binaire qui est donc sans unité) et une tension analogique.

De plus, le CAN possède une autre entrée qui permet de fixer la valeur de la tension correspondant à la valeur binaire médiane : la tension d'offset.

Pour se faire, la maquette génère un ensemble de tensions continues très stables. Le choix entre une tension de référence et une autre se fait grâce à des cavaliers mis à votre disposition. Pour la tension d'offset, vous avez le choix entre une tension variable ou le 0V. La valeur de cette tension d'offset sera déterminée par la position du cavalier (en bas à gauche) et le réglage du potentiomètre associé.

Dans la première partie, on demande d'étudier indépendamment le CNA du CAN. Pour ce faire, il est nécessaire de décrocher **DELICATEMENT** la nappe de fils qui relie les deux composants. S'il y a un problème n'hésitez pas à appeler l'enseignant.

Préparation

1) CNA

Le CNA que vous allez étudier est un convertisseur classique dit à échelle R-2R.

Pour comprendre le fonctionnement de ce convertisseur étudions le montage suivant :

1.1) En considérant l'amplificateur opérationnel idéal et fonctionnant en régime linéaire, déterminer les relations entre V_A, V_B, V_C, V_D.

1.2) Déduisez alors la valeur des courants qui circulent dans les résistances 2R.

1.3) En notant qA,qB,qC et qD, les coefficients valant '0' lorsque les interrupteurs respectifs sont reliés à la masse et 1 lorsque les interrupteurs respectifs sont reliés à l'amplificateur opérationnel, donnez l'expression de Vs en fonction de Vcc, qA,qB,qC et qD.

1.4) Soit K le nombre décimal correspondant au nombre binaire qAqBqCqD, tracer Vs en fonction de K.

Le CAN que vous utilisez fonctionne sur le principe de cette échelle R-2R. Cependant, en général et c'est le cas ici, l'amplificateur opérationnel n'est pas inclus et le CAN se contente de fournir une grandeur analogique en courant (le schéma interne du CAN est représenté en annexe (issue de la documentation constructeur).

1.5) Expliquez comment cette grandeur analogique en courant est traitée en sortie du composant ?

2) CAN

Le CAN que vous allez étudier est un convertisseur 8 bits classique dit à approximations successives. Ce convertisseur fonctionne sur le principe d'une dichotomie successive.

Étude du principe de conversion par approximations successives.

Schéma de principe

Imaginons que la tension à convertir soit Ve = 3V et que le convertisseur ait pour tension de référence 5V (la tension de 5V correspond donc au nombre binaire 1111 1111 (soit 255 en décimal).

Dans une première phase, le convertisseur compare la tension à convertir avec la tension correspondant au nombre binaire 1000 0000. Selon le résultat de cette comparaison (à savoir ici $Ve > U_{1000\ 0000}$) le convertisseur compare la tension à convertir avec :

la tension correspondant au nombre binaire 1100 0000 si $Ve > U_{10000000}$

la tension correspondant au nombre binaire 0100 0000 si $Ve < U_{10000000}$

Ainsi au bout de quelques cycles, le nombre binaire correspondant à la tension d'entrée est disponible.

2.1) Pour un convertisseur 8 bits générant une tension comprise entre 0V et 5V, remplissez le tableau suivant pour une tension d'entrée de 4,494V.

N° du cycle	Tension analogique à convertir : Ve	Code binaire du registre	Valeur Vn de la tension correspondant au code binaire	Ve > Vn

1	4,494 V	1000 0000	…………..	OUI
2	4,494 V	1100 0000	………….	……
…..	………	………….	………….	…..
…..	………	………….	………….	…..

Code binaire final :

2.2) Tracer pour l'exemple précédant l'évolution de Vn en fonction du temps en considérant que la durée d'un cycle vaut T.

2.3) Quelle est la fonction du verrou ?

2.4) Que se passe-t-il si la tension d'entrée évolue rapidement durant l'algorithme d'approximations successives ?

2.5) Quel est le principal avantage et inconvénient de ce type de convertisseur par rapport aux convertisseurs Flashs ?

Manipulations :

1- Étude statique du CAN :

Dans cette partie, on n'utilise que le CAN. On ne relie donc pas le CAN et le CNA par l'intermédiaire du câble en nappe.

On choisit de prendre la tension de référence pour le CAN de 2,5 V et un offset nul (mettre en place les cavaliers correspondants). Si on ne place pas le cavalier de sélection "Tension de référence CAN", c'est la référence interne au convertisseur qui agit en procurant 2,5 V. Pour observer le fonctionnement du convertisseur, il suffit d'appliquer à l'entrée un signal variable entre 0 et 5 V et d'observer les leds.

1.1)Mesurer précisément au multimètre la tension qui correspond à 255 en binaire.

Mesurer précisément au multimètre la tension qui correspond à 127 en binaire.

Que représente la tension de référence sur ce composant ?

1.2)La maquette possède deux types de sources de tension :

- une source de tension de qualité moyenne issue des régulateurs REG
- une source de bonne qualité issue des composants REF1 et IC6

Lorsque le cavalier fixant la tension de référence n'est pas connecté, le CAN choisit comme tension de référence une valeur interne fixée par son alimentation (issue des régulateurs).

Par contre, lorsque le cavalier fixant la tension de référence est connecté, le CAN choisit pour référence la source de bonne qualité.

Enlever le cavalier fixant la tension de référence et réitérer la mesure précédente.

Commentaires.

1.3)Prendre maintenant un offset réglable (à l'aide d'un tournevis). Expliquer quel est le rôle de cet offset ?

2- Étude statique du CNA :

Choisissez une tension de référence du CNA de 5V.

En plaçant les entrées d_i à la masse (0 binaire) où à +5V(1 binaire), on choisit un nombre binaire à convertir.

Placer tous les d_i à 0 sauf d_7 à 1.

2.1) Quelle est la tension de sortie ?

2.2) Quelle est la résolution du CNA?

2.3) Cette valeur est-elle constante sur toute la plage de conversion ?

3- Étude dynamique :

Dans cette partie, on relie les deux convertisseurs par la nappe. D'après la documentation constructeur, on remarque que le temps de conversion du CNA est bien supérieur à celui du CAN.

Le signal d’entrée est un signal triangulaire de fréquence égale à 100 Hz à l'entrée (régler sa valeur moyenne et son amplitude pour être dans la plage de conversion). Commenter ce que vous observez.

3.1) Quelle variation de tension maximale (quantum) qui laisse le nombre binaire invariant ?

3.2) Quelle est l'influence de la fréquence ?

3.3) Quel est le temps de conversion du CAN ? Quelle est la pente (dv/dt) maximale que l'on peut utiliser à l'entrée pour qu'il ne manque pas de nombre dans la suite des entiers ?

3.4) Retrouver ce résultat en observant la sortie d0.

3.5) Choisissez comme signal d’entrée un signal périodique carré. Observez la réponse. Peut-on mesurer le temps d’établissement (‘settling time’) ?

Manipulation n° 5. & 6 : Génération de signaux et filtrage par circuits commutés

On étudie dans cette manipulation les signaux générés et filtrés par des circuits à commutation ou multiplexage. On peut considérer ces signaux comme des signaux analogiques ayant subi un échantillonnage et une opération de maintien ou blocage. On analyse leurs caractéristiques temporelle et fréquentielle à l'aide d'un oscilloscope numérique qui à son tour effectue un échantillonnage et une numérisation permettant d'afficher soit la représentation temporelle, soit la représentation fréquentielle sous la forme du spectre FFT ("fast Fourier transform").

5.1. Matériel utilisé pour la manipulation

Deux maquettes sont disponibles et comportent les fonctions suivantes :

♦ la première comprend 1 compteur de type 163 dont on utilise les 3 bits Q_0, Q_1, Q_2 générés à partir **d'un signal TTL** de fréquence f_1 à mettre sur l'entrée "horloge n°1",
2 multiplexeurs analogiques 1 parmi 8 (ADG408 ou 608) dont l'un fournit une "sinusoïde en escalier" (équivalente à une sinusoïde échantillonnée-bloquée) sur la sortie "escalier" et l'autre constitue un filtre en peigne équipé de 8 condensateurs de 0,1 µF et d'une résistance de 48 kΩ, et décrit dans la préparation. Cette maquette doit être alimentée en +5 Volts et un circuit LTC1046 à commutateurs MOS fournit le −5 Volts. Le signal "entrée peigne" ne doit pas dépasser 5 Volts d'amplitude maximale, c'est à dire rester dans la fourchette ±5 V.

- La seconde comporte un oscillateur à fréquence de base 20 MHz avec un diviseur de fréquence programmable par 4 bits que l'on commande par les interrupteurs du boitier munis de 4 petits boutons à glissière à déplacer avec une pointe de stylo-bille ; le bit n°1 doit être "on" pour rendre l'oscillateur opérationnel, les bits n°2, 3 et 4 déterminent le rapport de division de fréquence allant jusqu'à 256. La fréquence peut être contrôlée à la sortie horloge, et peut être réglée de 78,125 kHz jusqu'à 5 MHz (ne pas utiliser les fréquences de 10 et 20 MHz).

  Deux filtres passe-bas à capacités commutées de type LTC1064 peuvent être implantés sur cette maquette et leur horloge de commande peut être choisie soit commune avec la sortie horloge précédente soit externe (signal TTL à mettre à l'entrée horloge n°2) en actionnant le bouton inverseur situé au centre de la maquette. Cette fréquence d'horloge f_2 détermine la fréquence de coupure de ces filtres, soit $f_2/75$ pour le LTC1064-3 (filtre n°1 de type Bessel, c'est à déphasage proportionnel à la fréquence dans la bande passante), soit $f_2/50$ pour le LTC1064-4 (filtre n°2 de type Cauer ou elliptique, à coupure très raide d'environ 80 dB/octave). La maquette doit être alimentée en +5 V et en ±15 V. **Le signal d'entrée des filtres ("entrée filtre") ne doit pas dépasser 5 Volts d'amplitude maximale, c'est à dire rester dans la fourchette ±5 V.**

Résumé des précautions à prendre sur les 2 maquettes :

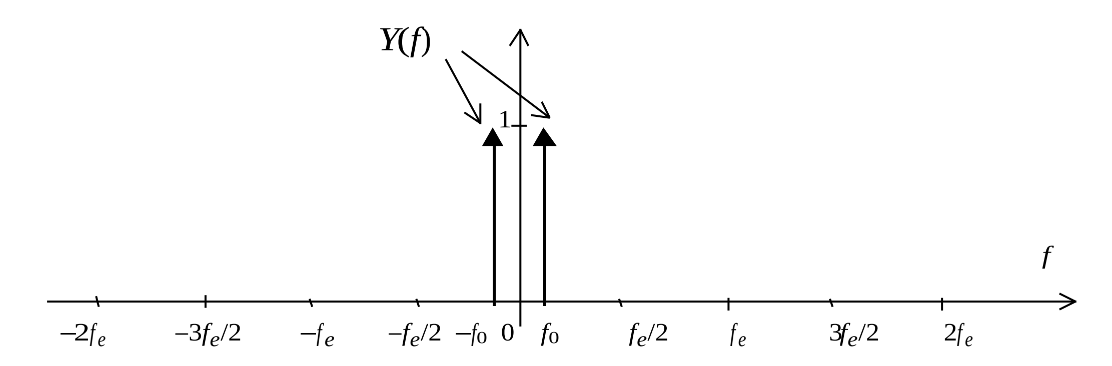
- Respecter les tensions d'alimentations continues
- Signaux d'horloge de type TTL
- Signaux analogiques dans la fourchette ±5 V

5.2. Préparation

5.2.1. Signaux échantillonnés et échantillonnés-bloqués (1ère séance)

Rappel : le spectre $\hat{Y}(f) = f_e \sum_{n=-\infty}^{+\infty} Y(f - nf_e)$ d'un signal échantillonné est obtenu en répétant le spectre du signal original $Y(f)$ autour de toutes les fréquences multiples de la fréquence d'échantillonnage nf_e (n entier) (le facteur f_e devant le signe somme n'est là que pour assurer l'homogénéité dans les TF^{-1} ou TF après échantillonnage).

a) Déduire pour le cas d'un signal sinusoïdal de fréquence f_0 = 1 kHz (raies aux fréquences $\pm f_0$) échantillonné à 8 kHz, la fréquence des raies dans le spectre du signal échantillonné et dessiner le graphe du spectre $\hat{Y}(f)/f_e$ à partir de celui du signal original :

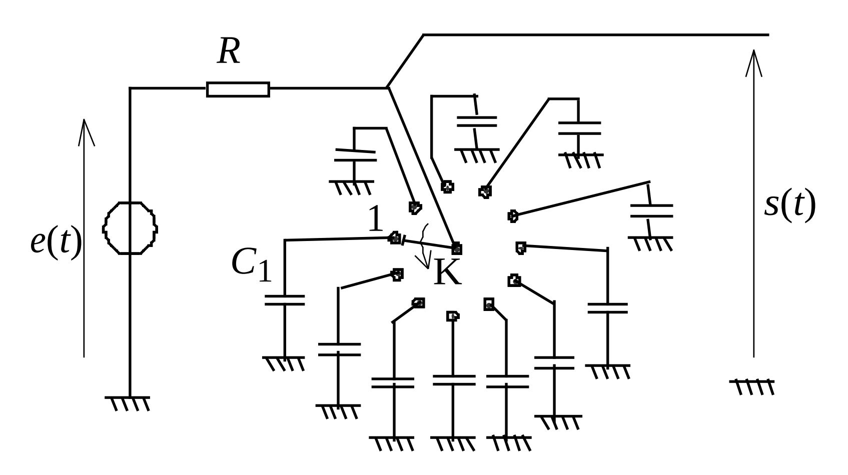


b) Le signal échantillonné-bloqué possède comme spectre celui du signal échantillonné $\hat{Y}(f)$ multiplié par la transmittance du bloqueur $H_B(f) = T_e \dfrac{\sin(\pi f T_e)}{\pi f T_e} \exp[-j\pi f T_e]$ calculable par la TF de sa réponse impulsionnelle égale à un créneau de hauteur 1 de $t = 0$ à T_e.

Calculer <u>en</u> <u>dB</u> les valeurs <u>du module</u> des amplitudes A_1, A_2, … A_n des raies successives du signal échantillonné-bloqué en supposant celles du signal original égales à 1, soit 0 dB (NB: le produit du facteur f_e dans $\hat{Y}(f)$ par le facteur T_e dans $H_B(f)$ donne 1) puis les amplitudes relatives $A_n - A_1$ depuis la fréquence f_0 jusqu'aux fréquences $4f_e \pm f_0$ (faire un tableau).

5.2.2. Réponse d'un filtre en peigne (1ère séance)

Le filtre en peigne est un filtre RC à M condensateurs connectés successivement chacun pendant le temps T_e à R et à la sortie (sur la maquette M = 8) avec $\tau = RC >> T_e$, 1 tour s'effectuant en MT_e :



<u>Sa réponse impulsionnelle</u> $h_P(t)$ se déduit de celle du bloqueur $h_B(t)$ en apportant 3 modifications :

- le condensateur C_1 est chargé à travers une résistance R par une impulsion de tension $e(t) = \delta(t)$ puis isolé après le temps T_e. Montrer en calculant la tension de sortie $s(0^+)$ que ceci introduit un facteur multiplicatif $1/\tau$.
- elle devient répétitive avec une impulsion sur la sortie toutes les M fois T_e ($T_r = MT_e$) puisque le condensateur C_1 qui a été chargé lors de l'impulsion $\delta(t)$ ne se décharge que lentement car $\tau = RC >> T_e$ et il est isolé pendant $(M-1)T_e$. Par contre la sortie reste à zéro lorsque les autres condensateurs y sont connectés puisqu'ils n'ont pas été chargés par l'impulsion initiale $\delta(t)$, car ils étaient isolés à cet instant.
- enfin, les impulsions diminuent à chaque tour d'un facteur α correspondant à la décharge de $C_1 = C$ à travers la résistance R pendant une durée T_e à chaque tour, numéroté k, puisque le générateur $e(t)$ maintient une tension nulle après l'impulsion initiale $\delta(t)$.

Calculer le facteur α en fonction de τ et T_e et exprimer la réponse impulsionnelle du filtre en peigne $h_P(t)$ en fonction de $h_B(t)$, de α, de $kT_r = kMT_e$ et de τ (on supposera que le sommet de chaque impulsion demeure constant et que la décroissance de la tension pendant la durée T_e

est entièrement reportée sur le début de l'impulsion suivante). En déduire sa transmittance en calculant la TF $H_P(j\omega)$ de $h_P(t)$ en utilisant le théorème du retard et la somme d'une série géométrique supposée convergente : $\sum_{k=0}^{n} u^k = \frac{1-u^{n+1}}{1-u} \to \frac{1}{1-u}$ si $|u|<1$ et $n \to \infty$.

En déduire qu'elle s'écrit : $H_P(f) = \frac{T_e}{\tau} \frac{\sin(\pi f T_e)}{\pi f T_e} \exp[-j\pi f T_e] \frac{1}{1-\alpha \exp(-j2\pi f T_r)}$

en régime sinusoïdal, que le dénominateur de la dernière fraction est périodique en f et que son module passe par un minimum d'autant plus proche de zéro que α est proche de 1. Pour quelles valeurs de f ? Calculer les valeurs maximale et minimale de $\left|\frac{T_e}{\tau} \frac{1}{1-\alpha \exp(-j2\pi f T_r)}\right|$ et leur rapport. A.N. : T_r = 1 ms ; M = 8 ; R = 48 kΩ ; $C_1 = C$ = 0,1 µF ; $\tau = RC$.

5.2.3. Réponse des filtres LTC1064-3 et LTC1064-4 (2ème séance)

D'après les courbes de réponse données en annexe dans les documentations, retracer les modules des transmittances en fonction du rapport f / f_c (où f_c = 95 kHz pour le LTC1064-3 et f_c = 100 kHz, courbe C pour le LTC1064-4).

5.3. Mesures

5.3.1. Etude de la sinusoïde échantillonnée-bloquée (maquette n°1)

Mettre sur l'entrée "horloge n°1" un signal TTL à 8 kHz et observer la sortie "escalier".

Quelle est le nombre de paliers horizontaux par période ? Quelle la fréquence de répétition du signal ? Observer ensuite le spectre FFT grâce à l'option FFT du menu MATH de l'oscilloscope Tektronix TDS210 (ou 220) en conservant un fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope au moins 10 fois supérieure à la fréquence des raies observées sur l'écran.

Choisir les paramètres adéquats (fréquence centrale, fenêtre, zoom) pour mesurer précisément les fréquences et les amplitudes A_1, A_2, … A_n des raies du spectre en dB avec les curseurs (voir mode d'emploi de la FFT en annexe). Calculer $A_n - A_1$ en dB pour toutes les raies jusqu'à 33 kHz et comparer avec la préparation.

5.3.2. Etude du filtre en peigne (maquette n°1)

En gardant le même signal d'horloge (n°1) que précédemment, mettre un signal sinusoïdal (2 ou 3 volts d'amplitude maximale) à l'entrée "peigne" et observer la sortie "peigne" lorsque la fréquence du signal à l'entrée "peigne" varie entre 200 Hz et 7,5 kHz en synchronisant le balayage temporel de l'oscilloscope sur l'entrée "peigne". Pour quelles fréquences observe-t-on un maximum d'amplitude à la sortie "peigne" ? Comparer à la préparation.

Si l'on met le signal "escalier" à l'entrée peigne, quelle différence observe-t-on à la sortie par rapport à l'entrée et pourquoi (à analyser dans le domaine temporel) ?

5.3.3. Filtrage passe-bas à capacités commutées de type actif (maquette n°2)

Utiliser si possible l'horloge interne de la maquette n°2 et vérifier la relation entre la fréquence de coupure et la fréquence de l'horloge pour le filtre LTC1064-3 (n°1) en mettant à l'entrée "filtre" une sinusoïde de 2 ou 3 volts d'amplitude maximale et en recherchant la fréquence pour laquelle l'atténuation est de 3 dB (soit 5/7ème) pour les diverses fréquences d'horloge.

Pour une fréquence de coupure du filtre de quelques kHz (à choisir à l'aide de la fréquence d'horloge), observer la FFT du signal de sortie lorsque la fréquence de la sinusoïde à l'entrée varie de part et d'autre de la fréquence de coupure et en déduire le tracé du module de la transmittance en fonction de f / f_c . Comparer avec la préparation.

Pour une fréquence de coupure de quelques kHz, et toujours un signal sinusoïdal à l'entrée, mesurer le déphasage entre la sortie et l'entrée pour 5 ou 6 fréquences équidistantes entre zéro et la fréquence de coupure du filtre. Tracer ce déphasage φ en fonction de la fréquence. Est-ce que le filtre mérite le qualificatif de "filtre linéaire" (sous-entendu apportant un déphasage

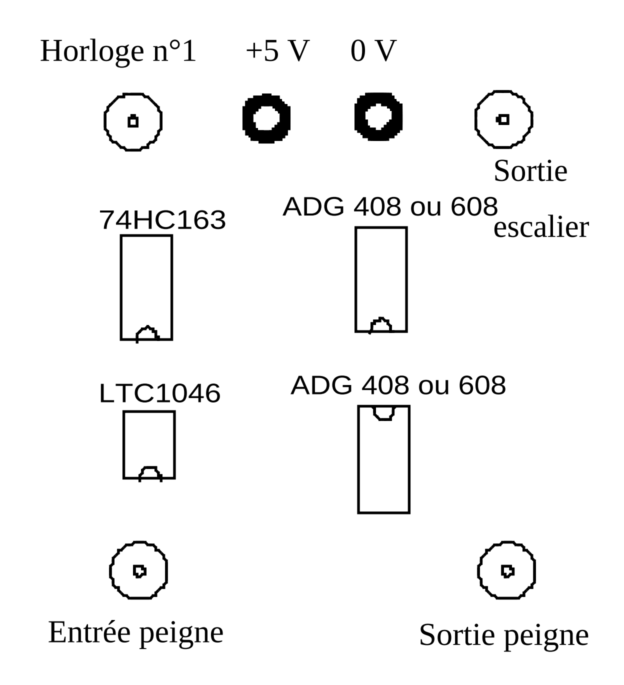
variant linéairement avec la fréquence dans la bande passante) ? Déduire de la courbe le temps moyen de propagation de groupe $d\varphi / d\omega$.

Vérifier la relation entre la fréquence de coupure et la fréquence de l'horloge pour le filtre LTC1064-4 (n°2) en mettant à l'entrée "filtre" une sinusoïde de 2 ou 3 volts d'amplitude maximale et en recherchant la fréquence pour laquelle l'atténuation est de 3 dB (soit 5/7ème) pour diverses fréquences d'horloge.

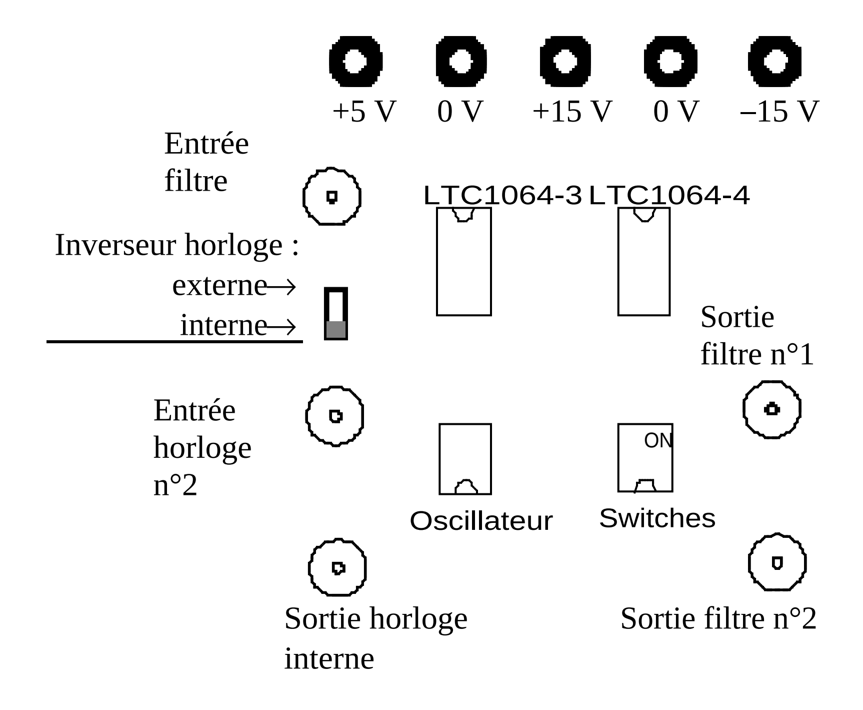
Pour une fréquence de coupure du filtre de quelques kHz, observer la FFT du signal de sortie lorsqu'on la fréquence de la sinusoïde à l'entrée varie de part et d'autre de la fréquence de coupure et en déduire le tracé du module de la transmittance en fonction de f / f_c . Comparer avec la préparation.

Connecter un signal carré à l'entrée filtre et faire varier la fréquence du filtre pour éliminer progressivement les harmoniques de ce signal en observant alternativement le signal temporel et sa FFT à la sortie du filtre pour chaque fréquence de coupure du filtre n°2. Quelle relation peut-on mettre en évidence qualitativement entre la pente maximale du signal temporel et son spectre ?

maquette n°1 :


Horloge n°1
+5 V
0 V
Sortie
escalier
74HC163
ADG 408 ou 608
LTC1046
ADG 408 ou 608
Entrée peigne
Sortie peigne

maquette n°2 :


+5 V
0 V
+15 V
0 V
–15 V
Entrée
filtre
LTC1064-3
LTC1064-4
Inverseur horloge :
externe→
interne→
Sortie
filtre n°1
Entrée
horloge
n°2
ON
Oscillateur
Switches
Sortie horloge
interne
Sortie filtre n°2

Réponse en fréquence du filtre LTC1064-3 :

Réponse en fréquence du filtre LTC1064-4 :

UTILISATION DE LA FFT DE L'OSCILLOSCOPE TDS 210 OU 220

- Régler la base de temps pour faire apparaître un nombre de périodes du signal CH1 (ou CH2) sur l'oscilloscope de 5 à 15.

- **MATH → FFT CH1 (ou CH2)** avec affichage de :

  - en haut de l'écran : fréquence au centre de l'écran
  - en bas de l'écran de gauche à droite :
    * sensibilité verticale fixe = 10 dB/cm
    * sensibilité horizontale en Hz, kHz ou MHz/cm
    * fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope
    * type de fenêtre

- **Fenêtre (Window)** :
  * **Flatop** pour mesurer les amplitudes des raies
  * **Hanning** pour mesurer les fréquences des raies
  * **Rectangular** (= pas de fenêtre) à éviter pour les signaux répétitifs

- **FFT Zoom** : **× 5 ou × 10** à utiliser systématiquement de préférence à le diminution de la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope (c'est dire aussi la vitesse de base de temps) et régler la "POSITION HORIZONTALE" pour visualiser la partie intéressante du spectre.

- **Curseurs → Source = MATH** puis **Amplitude (Magnitude)** ou **Fréquence (Frequency)** à utiliser systématiquement pour les mesures d'amplitude relative (en dB) et fréquence des raies ; position à ajuster avec les réglages de position verticale des canaux 1 et 2 ; utiliser la case **delta** pour lire la différence.

- Retour au balayage temporel par la base de temps : appuyer 1 ou 2 fois sur CH1 (ou CH2).

Manipulation n° 7. Complément

7.1. Préparation

1) Rappeler les schémas dynamiques dans les 3 régimes de fonctionnement du MOSFET (Cours chap. 3). En déduire l'allure des régimes transitoires de tension et de courant lors du fonctionnement du MOSFET sur charge résistive pure.
2) Déduire de la conductance g_D au voisinage de $V_{DS} = 0$ l'expression de la résistance du canal r_{DSon} à l'état conducteur en fonction de V_{GS}. Comment doit-on faire varier V_{GS} pour la diminuer ?

7.2. Mesures

7.2.1. Transistor à effet de champ MOSFET en commutation

Utiliser la maquette comportant un BS170 à canal n, une résistance de charge R_D de 470 Ω, et une résistance de 10 Ω en série avec la source. Repérer les connexions et les bornes (D = rouge près du bord, G= bleu, S= jaune ; et alimenter avec une tension continue comprise entre 10 et 15 volts entre la bornes noire et la borne rouge la plus loin du bord).

Avec un signal triangulaire basse fréquence (1 kHz) sur G entre 0 et 5 volts, tracer $I_D(V_{GS})$ mesuré sur la 10 Ω, oscilloscope en XY. Expliquer les différents régimes observés, la loi de variation $I_D(V_{GS})$, la tension de seuil V_T et la transconductance g_m mesurée à $I_{D\max}/2$. Mesurer également $V_{DS}(V_{GS})$ dans le régime conducteur lorsque la chute de tension dans R_D approche la tension d'alimentation. Conclusions ?

Avec un signal carré sur la grille variant de $V_{GS1} = 0$ à un palier supérieur V_{GS2} compris entre 2 et 6 V, de fréquence 1 à 2 MHz, une résistance de 47 Ω comme charge d'adaptation entre G et masse, une sonde sur le drain avec son fil de masse connecté à la masse du montage,

observer les régimes de commutation sur le drain. Mesurer les temps de retard des transitions de V_{DS} par rapport à V_{GS} (au seuil de 50% des valeurs maximales) et les temps de montée et descente. Ces temps sont-ils dépendants de V_{GS2} ?

Observer $I_D(t)$ sur la 10 Ω . Quel est l'origine des pics de courant ?